

Japanese Patent Laid-open Publication No. H6-188928 A

Publication date: July 8, 1994

Applicant: NIPPON TELEG & TELEPH CORP <NTT>

Title: QUADRATURE PHASE ERROR COMPENSATION CIRCUIT

【Partial Translation: [0019] (Page 4) 】

[0019] In the quadrature phase detector, product detection is performed on this carrier frequency band QPSK signal, a carrier  $\cos(2\pi fct)$ , and a carrier  $\cos(2\pi fct+\pi/2)$  that has passed through the  $\pi/2$  phase shifter to output a baseband inphase component and a baseband quadrature component. If a quadrature error  $\theta$  is present in the  $\pi/2$  phase shifter;

$$I(t)=\text{Re}[s(t)]\equiv x_0(t)$$

$$Q(t)=\text{Im}[s(t)]\cos\theta-\text{Re}[s(t)]\sin\theta\equiv y_0(t)\cos\theta-x_0(t)\sin\theta \quad \dots (3)$$

are then obtained as an I channel signal  $I(t)$  and a Q channel signal  $Q(t)$  at the output of the low-pass filter.

## PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 06-188928

(43)Date of publication of application : 08.07.1994

(51)Int.Cl.

H04L 27/22

H04J 11/00

(21)Application number : 04-340633

(71)Applicant : NIPPON TELEGR &amp; TELEPH CORP &lt;NTT&gt;

(22)Date of filing : 21.12.1992

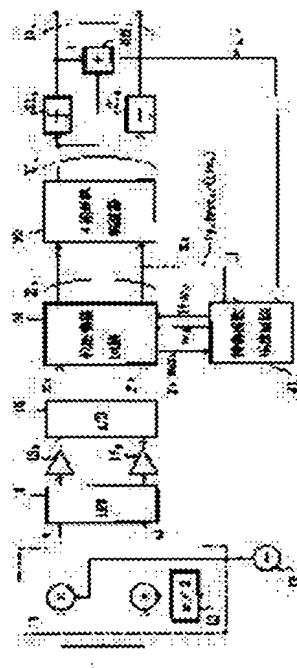
(72)Inventor : SAITO YOICHI  
TANO SATORU

## (54) ORTHOGONAL PHASE ERROR COMPENSATING CIRCUIT

## (57)Abstract:

PURPOSE: To correctly estimate an orthogonal phase error to obtain a degradationless demodulated signal by estimating an orthogonal distortion compensation coefficient and an inphase distortion compensation coefficient to compensate the phase.

CONSTITUTION: An I channel error detecting means sends a detected I channel sample value to a delay detector 20. Phase compensating circuits 31 to 33 add the value obtained by multiplying the I channel value by the orthogonal distortion compensation coefficient to a Q channel sample value and multiply the result by the inphase distortion compensation coefficient and send the result to the delay detector 20. The detector 20 multiplies the I channel signal before delay detection and the inphase distortion compensation coefficient and calculates the product sum of this result and the Q channel value before delay detection. Mutual relations between this calculation result and the I channel error signal are operated to output the orthogonal distortion compensation coefficient, and the signal obtained by delaying the orthogonal distortion compensation signal by one symbol and the Q channel signal before delay detection are multiplied. Mutual relations between this result and the I channel error signal are operated by a compensation coefficient estimating circuit 41 to obtain the inphase distortion compensation coefficient, thus obtaining the degradationless demodulated signal.



## LEGAL STATUS

[Date of request for examination] 28.08.1998

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number] 3228358

[Date of registration] 07.09.2001

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

(19)日本国特許庁(JP)

(12)公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-188928

(43)公開日 平成6年(1994)7月8日

(51)IntCl<sup>5</sup>

H 0 4 L 27/22

H 0 4 J 11/00

識別記号

庁内整理番号

A 9297-5K

J 9297-5K

A 8949-5K

F I

技術表示箇所

審査請求 未請求 請求項の数5(全14頁)

(21)出願番号 特願平4-340633

(22)出願日 平成4年(1992)12月21日

(71)出願人 000004226

日本電信電話株式会社

東京都千代田区内幸町一丁目1番6号

(72)発明者 斉藤 洋一

東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日

本電信電話株式会社内

(72)発明者 田野 哲

東京都千代田区内幸町1丁目1番6号 日

本電信電話株式会社内

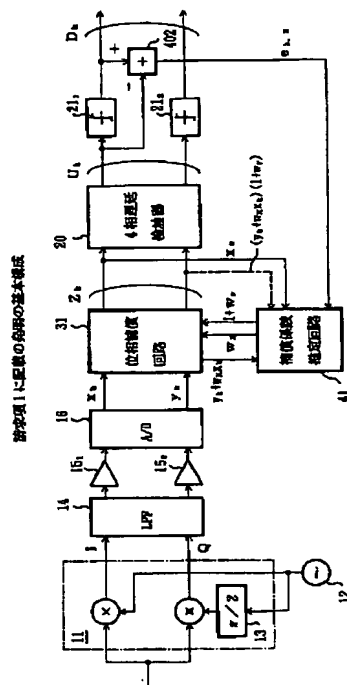
(74)代理人 弁理士 古谷 史旺

(54)【発明の名称】 直交位相誤差補償回路

(57)【要約】

【目的】 ベースバンド帯遅延検波回路の直交位相誤差補償回路において、直交位相検波器で生じる直交位相誤差を正しく推定して劣化のない復調信号を得る。

【構成】 Iチャネル誤差信号を出力するIチャネル誤差検出手段と、Iチャネルサンプル値を遅延検波器に送出し、Qチャネルサンプル値に対して、Iチャネルサンプル値に直交歪み補償係数を乗算した値を加算し、同相歪み補償係数を乗算して遅延検波器に送出する位相補償回路と、遅延検波前のIチャネル信号と同相歪み補償係数を乗算し、その結果と遅延検波前のQチャネル信号との積和演算を行い、その結果とIチャネル誤差信号との相互相関をとって直交歪み補償係数を出力し、直交歪み補償信号を1シンボル遅延させた信号と遅延検波前のQチャネル信号を乗算し、その結果とIチャネル誤差信号との相互相関をとり正規のゲイン1を加算した同相歪み補償係数を出力する補償係数推定回路とを備える。



1

## 【特許請求の範囲】

【請求項 1】 受信信号の中心周波数に同期した搬送波で受信信号を乗積検波する直交位相検波器と、そのベースバンド信号から高調波成分および雑音を除去した I チャンネル信号および Q チャンネル信号を出力する低域フィルタと、

前記 I チャンネル信号および Q チャンネル信号を標本化し、I チャンネルおよび Q チャンネルのサンプル値を出力する A/D 変換器と、

前記 I チャンネルおよび Q チャンネルのサンプル値を複素乗算し、I チャンネルおよび Q チャンネルの遅延検波信号を出力する遅延検波器とを備えたベースバンド帯遅延検波回路において、

前記 I チャンネルの遅延検波信号に含まれる I チャンネル誤差信号を出力する I チャンネル誤差検出手段と、

前記 A/D 変換器と前記遅延検波器との間に配置され、前記 I チャンネルのサンプル値をそのまま前記遅延検波器に送出し、前記 Q チャンネルのサンプル値に対して、前記 I チャンネルのサンプル値に直交歪み補償係数を乗算した値を加算する直交歪み補償を行うとともに、その直交歪み補償信号に同相歪み補償係数を乗算する同相歪み補償を行って前記遅延検波器に送出する位相補償回路と、遅延検波前の I チャンネル信号と前記同相歪み補償係数を乗算し、その結果と遅延検波前の Q チャンネル信号との積和演算を行い、その結果と前記 I チャンネル誤差信号との相互相関をとって前記直交歪み補償係数を出力し、前記直交歪み補償信号を 1 シンボル遅延させた信号と遅延検波前の Q チャンネル信号を乗算し、その結果と前記 I チャンネル誤差信号との相互相関をとり、さらに正規のゲイン 1 を加算した前記同相歪み補償係数を出力する補償係数推定回路とを備えたことを特徴とする直交位相誤差補償回路。

【請求項 2】 受信信号の中心周波数に同期した搬送波で受信信号を乗積検波する直交位相検波器と、そのベースバンド信号から高調波成分および雑音を除去した I チャンネル信号および Q チャンネル信号を出力する低域フィルタと、

前記 I チャンネル信号および Q チャンネル信号を標本化し、I チャンネルおよび Q チャンネルのサンプル値を出力する A/D 変換器と、

前記 I チャンネルおよび Q チャンネルのサンプル値を複素乗算し、I チャンネルおよび Q チャンネルの遅延検波信号を出力する遅延検波器とを備えたベースバンド帯遅延検波回路において、

前記 I チャンネルの遅延検波信号に含まれる I チャンネル誤差信号を出力する I チャンネル誤差検出手段と、

前記 A/D 変換器と前記遅延検波器との間に配置され、前記 I チャンネルのサンプル値をそのまま前記遅延検波器に送出し、前記 Q チャンネルのサンプル値に対して、前記 I チャンネルのサンプル値に直交歪み補償係数を乗算した

2

値を加算する直交歪み補償を行って前記遅延検波器に送出する位相補償回路と、

遅延検波前の I チャンネル信号と Q チャンネル信号との積和演算を行い、その結果と前記 I チャンネル誤差信号との相互相関をとって前記直交歪み補償係数を出力する補償係数推定回路とを備えたことを特徴とする直交位相誤差補償回路。

【請求項 3】 受信信号の中心周波数に同期した搬送波で受信信号を乗積検波する直交位相検波器と、

10 そのベースバンド信号から高調波成分および雑音を除去した I チャンネル信号および Q チャンネル信号を出力する低域フィルタと、

前記 I チャンネル信号および Q チャンネル信号を標本化し、I チャンネルおよび Q チャンネルのサンプル値を出力する A/D 変換器と、

前記 I チャンネルおよび Q チャンネルのサンプル値を複素乗算し、I チャンネルおよび Q チャンネルの遅延検波信号を出力する遅延検波器とを備えたベースバンド帯遅延検波回路において、

20 前記 I チャンネルの遅延検波信号に含まれる I チャンネル誤差信号を出力する I チャンネル誤差検出手段と、

前記 Q チャンネルの遅延検波信号に含まれる Q チャンネル誤差信号を出力する Q チャンネル誤差検出手段と、

前記 A/D 変換器と前記遅延検波器との間に配置され、前記 I チャンネルのサンプル値をそのまま前記遅延検波器に送出し、前記 Q チャンネルのサンプル値に対して、前記 I チャンネルのサンプル値に直交歪み補償係数を乗算した値を加算する直交歪み補償を行い、さらに同相歪み補償係数を乗算する同相歪み補償を行って前記遅延検波器に送出する位相補償回路と、

30 遅延検波前の I チャンネル信号と Q チャンネル信号との積和演算を行い、その結果と前記 I チャンネル誤差信号との相互相関をとって前記直交歪み補償係数を出力し、前記 Q チャンネルの遅延検波信号と前記 Q チャンネル誤差信号との相互相関をとって前記同相歪み補償係数を出力する補償係数推定回路とを備えたことを特徴とする直交位相誤差補償回路。

【請求項 4】 請求項 1 ないし請求項 3 のいずれかに記載の直交位相誤差補償回路において、

40 直交歪み補償係数の算出のために相互相関をとる信号の少なくとも一方にその極性信号を用いることを特徴とする直交位相誤差補償回路。

【請求項 5】 請求項 1 または請求項 3 に記載の直交位相誤差補償回路において、

同相歪み補償係数の算出のために相互相関をとる信号の少なくとも一方にその極性信号を用いることを特徴とする直交位相誤差補償回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

50 【産業上の利用分野】 本発明は、QPSK 信号等の復調

3

に用いるベースバンド帯遅延検波回路において、その直交位相検波器で生じる直交位相誤差を自動的に補償する直交位相誤差補償回路に関する。

【0002】

【従来の技術】図11は、線形復調器およびその直交位相誤差補償回路の構成を示すブロック図である。

【0003】図において、QPSK信号等の入力信号*i*は直交位相検波器11に入力され、局部発振器12および $\pi/2$ 移相器13で得られる入力信号の中心周波数に同期した搬送波で乗積検波される。直交位相検波器11から出力されるIチャネル信号およびQチャネル信号は、低域フィルタ(LPF)14を介して高調波成分および雑音が除去され、さらに振幅レベル調整用の増幅器151、152を介してA/D変換器16に入力され、IチャネルおよびQチャネルの識別信号*dx*、*dy*、誤差信号*ex*、*ey*が得られる。

【0004】ところで、 $\pi/2$ 移相器13は周波数特性を有し、さらに周囲温度、電源電圧変動、経時変化によって正確な直交性を確保する困難である。すなわち、 $\pi/2$ 移相器13の直交性の劣化は避けられないが、それに伴ってI、Qチャネル間の信号漏洩が発生し、復調特性が劣化する。

【0005】したがって、従来は、図11に示すような直交位相検波器11の直交性を補償する直交位相誤差補償回路が構成されていた。これは、排他的論理和回路171、172で識別信号*dx*と誤差信号*ey*、識別信号*dy*と誤差信号*ex*の排他的論理和をとり、さらに加算器18で各排他的論理和出力を加算して低域フィルタ(LPF)19により積分し、得られた電圧で $\pi/2$ 移相器13を構成するバラクタダイオードの容量を変化させるものである。

【0006】この直交位相誤差補償回路の基本動作原理は、復調動作が線形のためにどの象限の信号に対しても、直交位相誤差 $\theta$ が正のときは排他的論理和回路171、172の出力が負になり、直交位相誤差 $\theta$ が負のときは排他的論理和回路171、172の出力が正になることを利用している。しかし、この原理はベースバンド帯遅延検波のように非線形演算によって復調信号を得る場合には適用できない。

【0007】図12は、 $\pi/4$ -QPSK信号の復調を行うベースバンド帯遅延検波回路の構成を示すブロック図である。図において、直交位相検波器11、低域フィルタ(LPF)14、増幅器151、152、A/D変換器16は、図11に示す線形復調器と同じ構成である。ベースバンド帯遅延検波回路は、さらにA/D変換器16から出力されるサンプル値*x<sub>k</sub>*、*y<sub>k</sub>*を4相遅延検波器20に入力し、その遅延検波信号*U<sub>k</sub>*(*u<sub>kx</sub>*、*u<sub>ky</sub>*)から識別器211、212を介して復調信号*D<sub>k</sub>*(*U<sub>k</sub>*のMSB信号)を得る構成である。

【0008】図13は、4相遅延検波器20の構成を示

4

すブロック図である。図において、4相遅延検波器20は、1シンボルの遅延を与える遅延器101、102と、乗算器201~204と、加算器301と、減算器401とにより構成され、入力されるIチャネルおよびQチャネルの各サンプル値*x<sub>k</sub>*、*y<sub>k</sub>*と、それを1シンボル遅延させたサンプル値*x<sub>k-1</sub>*、*y<sub>k-1</sub>*との積和演算を行い、遅延検波信号*U<sub>k</sub>*(*u<sub>kx</sub>*、*u<sub>ky</sub>*)を得る。

【0009】ここで、A/D変換器16から出力されるサンプル値*x<sub>k</sub>*、*y<sub>k</sub>*と、4相遅延検波器20から出力される遅延検波信号*U<sub>k</sub>*(*u<sub>kx</sub>*、*u<sub>ky</sub>*)をX-Y平面上に表した様子を図14(a)、(b)に示す。なお、これらはいずれも直交位相誤差がない場合( $\theta=0^\circ$ )である。

【0010】

【発明が解決しようとする課題】しかし、直交位相誤差が存在する場合には、ある象限に復調された信号についてIチャネル誤差信号は一定の極性を示さない。

【0011】ここで、直交位相誤差 $\theta=10^\circ$ の場合のサンプル値*x<sub>k</sub>*、*y<sub>k</sub>*と遅延検波信号*U<sub>k</sub>*(*u<sub>kx</sub>*、*u<sub>ky</sub>*)をX-Y平面上に表した様子を図15(a)、(b)に示す。このように誤差信号が一定の極性を示さないので、図11に示すような直交位相誤差補償回路の構成では、直交位相検波器11の直交位相誤差を補償することができなかった。

【0012】本発明は、非線形演算によって復調信号を得るベースバンド帯遅延検波回路において、直交位相誤差を正しく推定して劣化のない復調信号を得ることができ、さらに動作の安定性を確保するためにデジタル信号処理を実現することができる直交位相誤差補償回路を提供することを目的とする。

【0013】

【課題を解決するための手段】請求項1に記載の発明は、Iチャネルの遅延検波信号に含まれるIチャネル誤差信号を出力するIチャネル誤差検出手段と、A/D変換器と遅延検波器との間に配置され、Iチャネルのサンプル値をそのまま遅延検波器に送出し、Qチャネルのサンプル値に対して、Iチャネルのサンプル値に直交歪み補償係数を乗算した値を加算する直交歪み補償を行うとともに、その直交歪み補償信号に同相歪み補償係数を乗算する同相歪み補償を行って遅延検波器に送出する位相補償回路と、遅延検波前のIチャネル信号と同相歪み補償係数を乗算し、その結果と遅延検波前のQチャネル信号との積和演算を行い、その結果とIチャネル誤差信号との相互相関をとって直交歪み補償係数を出力し、直交歪み補償信号を1シンボル遅延させた信号と遅延検波前のQチャネル信号を乗算し、その結果とIチャネル誤差信号との相互相関をとり、さらに正規のゲイン1を加算した同相歪み補償係数を出力する補償係数推定回路とを備える。

【0014】請求項2に記載の発明は、Iチャネルの遅延検波信号に含まれるIチャネル誤差信号を出力するI

5

チャンネル誤差検出手段と、A/D変換器と遅延検波器との間に配置され、Iチャンネルのサンプル値をそのまま遅延検波器に送出し、Qチャンネルのサンプル値に対して、Iチャンネルのサンプル値に直交歪み補償係数を乗算した値を加算する直交歪み補償を行って遅延検波器に送出する位相補償回路と、遅延検波前のIチャンネル信号とQチャンネル信号との積和演算を行い、その結果とIチャンネル誤差信号との相互相関をとって直交歪み補償係数を出力する補償係数推定回路とを備える。

【0015】請求項3に記載の発明は、Iチャンネルの遅延検波信号に含まれるIチャンネル誤差信号を出力するIチャンネル誤差検出手段と、Qチャンネルの遅延検波信号に含まれるQチャンネル誤差信号を出力するQチャンネル誤差検出手段と、A/D変換器と遅延検波器との間に配置され、Iチャンネルのサンプル値をそのまま遅延検波器に送出し、Qチャンネルのサンプル値に対して、Iチャンネルのサンプル値に直交歪み補償係数を乗算した値を加算する直交歪み補償を行い、さらに同相歪み補償係数を乗算す\*

$$\text{Re}[s(t) \cdot \exp(j2\pi f_c t)]$$

とする。ここで、 $\text{Re}[\ ]$  は実部であり、 $f_c$  は搬送波周波数である。また、複素包絡線 $s(t)$ は、伝送路のインパ※

$$s(t) = \sum_k h(t - kT) \exp(j\phi_k)$$

と表される。なお、 $\phi_k = \phi_{k-1} + m_k \pi/2 + \phi$  である。 $m_k$  は時刻 $kT$ における送信情報で0, 1, 2, 3の値を取り、 $\phi$ はQPSK信号の場合は0、 $\pi/4$ —QPSK信号の場合は $\pi/4$ となる。

【0019】直交位相検波器では、この搬送波帯QPSK信号と、搬送波 $\cos(2\pi f_c t)$  および $\pi/2$ 移相器を★

$$I(t) = \text{Re}[s(t)] \equiv x_0(t)$$

$$Q(t) = \text{Im}[s(t)] \cos \theta - \text{Re}[s(t)] \sin \theta \equiv y_0(t) \cos \theta - x_0(t) \sin \theta$$

…(3)

が得られる。

【0020】次に、A/D変換器が $I(t)$ 、 $Q(t)$ を時刻 $t = kT$ で標本化し、それぞれのサンプル値 $x_k$ 、 $y_k$  ☆

$$\begin{aligned} U_k &= (x_k + j y_k)(x_{k-1} + j y_{k-1}) \\ &= \{(x_k x_{k-1} + y_k y_{k-1}) + (x_k x_{k-1} - y_k y_{k-1}) \sin^2 \theta - (x_k y_{k-1} + y_k x_{k-1}) \\ &\quad \sin \theta \cos \theta\} + j \{(x_{k-1} y_k - x_k y_{k-1}) \cos \theta \end{aligned}$$

…(4)

となる。ここで、実部( $U_{k,x}$ )の第1項はIチャンネルの所望信号、第2項および第3項は非線形演算(遅延検波演算)による歪み成分を表し、虚部( $U_{k,y}$ )はQチャンネルの所望信号に直交位相誤差の余弦 $\cos \theta$ が乗算された歪みとなる。

【0021】① 請求項1に記載の発明の直交位相誤差補償原理

(3)式はIチャンネルには所望信号が得られ、QチャンネルにIチャンネルの信号が漏洩していることを示している。◆

$$Z_k = x_k + j(y_k + w_x x_k)(1 + w_y)$$

…(5)

とする。ここで、 $w_x$ は直交歪み補償係数であり、 $1 + w_y$ は同相歪み補償係数である。なお、同相歪み補償係数の1は正規のゲインである。

6

\*同相歪み補償を行って遅延検波器に送出する位相補償回路と、遅延検波前のIチャンネル信号とQチャンネル信号との積和演算を行い、その結果とIチャンネル誤差信号との相互相関をとって直交歪み補償係数を出力し、Qチャンネルの遅延検波信号とQチャンネル誤差信号との相互相関をとって同相歪み補償係数を出力する補償係数推定回路とを備える。

【0016】請求項4に記載の発明は、請求項1ないし請求項3のいずれかに記載の直交位相誤差補償回路において、直交歪み補償係数の算出のために相互相関をとる信号の少なくとも一方にその極性信号を用いる。

【0017】請求項5に記載の発明は、請求項1または請求項3に記載の直交位相誤差補償回路において、同相歪み補償係数の算出のために相互相関をとる信号の少なくとも一方にその極性信号を用いる。

【0018】

【作用】本発明による直交位相誤差補償原理について説明する。受信した搬送波帯QPSK信号を

…(1)

※ルスレスポンスを $h(t)$ 、差動符号化された位相角を $\phi_k$  とすると、

…(2)

★通過した搬送波 $\cos(2\pi f_c t + \pi/2)$ との乗積検波を行い、ベースバンド同相成分およびベースバンド直交成分を出力する。いま、 $\pi/2$ 移相器に直交位相誤差 $\theta$ が存在するとすれば、低域フィルタの出力にはIチャンネル信号 $I(t)$ およびQチャンネル信号 $Q(t)$ として、

☆について遅延検波器が遅延検波演算を施すと、遅延検波信号 $U_k$ は、

◆したがって、A/D変換器と遅延検波器との間に配置される位相補償回路では、Iチャンネルのサンプル値 $x_k$ はそのまま通過させ、Qチャンネルのサンプル値 $y_k$ は、 $w_x x_k$ を加算する直交歪み補償と、その直交歪み補償信号を $(1 + w_y)$ 倍する同相歪み補償を行って遅延検波器に送出することにより、遅延検波器から正しい復調信号を得ることができる。すなわち、位相補償回路の出力 $Z_k$ を

50 遅延検波信号 $U_k$ は、(5)式より

$$\begin{aligned}
 U_k &= Z_k Z_k^* \\
 &= \{x_k x_{k-1} + (y_k + w_x x_k)(y_{k-1} + w_x x_{k-1})(1 + w_y)^2\} \\
 &\quad + j \{x_k y_{k-1} - x_{k-1} y_k\} (1 + w_y) \quad \dots (6)
 \end{aligned}$$

として与えられる。この遅延検波信号 $U_k$ に対する識別  
信号 $D_k$ を

$$\begin{aligned}
 * D_k &= d_{k,x} + j d_{k,y} \\
 * \text{とすると、Iチャネル誤差信号 } e_{k,x} \text{ は、}
 \end{aligned}$$

$$e_{k,x} = d_{k,x} - \{x_k x_{k-1} + (y_k + w_x x_k)(y_{k-1} + w_x x_{k-1})(1 + w_y)^2\} \quad \dots (7)$$

となる。この $w_x$ 、 $w_y$ については、誤差の2乗平均を  
最小とするように推定するとすれば、(7)式の瞬時誤差  
の2乗から $w_x$ 、 $w_y$ に関する傾斜を求め、それと反対※

※の方向に逐次制御すればよい。

【0023】すなわち、直交歪み補償係数 $w_x$ は、

$$\partial e_{k,x}^2 / \partial w_x = -2 e_{k,x} \{x_k (y_{k-1} + w_x x_{k-1}) + x_{k-1} (y_k + w_x x_k)\} (1 + w_y)^2$$

より、

$$w_x \leftarrow w_x + \mu e_{k,x} \{x_k (y_{k-1} + w_x x_{k-1}) + x_{k-1} (y_k + w_x x_k)\} (1 + w_y)^2 \quad \dots (8)$$

として求まる。この(8)式によると、直交歪み補償係数  
 $w_x$ は、遅延検波前のIチャネル信号 $x_k$ と同相歪み補  
償係数 $(1 + w_y)$ を乗算し、その結果と遅延検波前のQ  
チャネル信号 $(y_k + w_x x_k)(1 + w_y)$ との積和演算を  
行い、その結果とIチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ との相互相  
関によって推定できることがわかる。

★  $y$ は、

$$\partial e_{k,x}^2 / \partial w_y = -4 e_{k,x} (y_k + w_x x_k)(y_{k-1} + w_x x_{k-1})(1 + w_y)$$

より、

$$w_y \leftarrow w_y + \mu e_{k,x} (y_k + w_x x_k)(y_{k-1} + w_x x_{k-1})(1 + w_y) \quad \dots (9)$$

として求まる。この(9)式によると、 $w_y$ は、位相補償  
回路から中途出力される直交歪み補償信号 $(y_k + w_x x_k)$   
を1シンボル遅延させた信号と、遅延検波前のQ  
チャネル信号 $(y_k + w_x x_k)(1 + w_y)$ を乗算し、その結  
果とIチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ との相互相関によって推  
定できることがわかる。この $w_y$ に、正規のゲイン1を  
加算することにより、同相歪み補償係数 $(1 + w_y)$ を推  
定できる。なお、遅延検波前のQチャネル信号は、直交  
歪み補償信号 $(y_k + w_x x_k)$ と、同相歪み補償係数 $(1$   
 $+ w_y)$ との乗算により得ることができる。

【0026】このように、補償係数推定回路では、直交  
歪み補償信号 $(y_k + w_x x_k)$ と、遅延検波前のIチャネ  
ル信号 $x_k$ およびQチャネル信号 $(y_k + w_x x_k)(1 +$   
★

$$Z_k = x_k + j (y_k + w_x x_k) \quad \dots (10)$$

とする。一方、直交歪み補償係数 $w_x$ を求める(8)式

$$w_x \leftarrow w_x + \mu e_{k,x} \{x_k (y_{k-1} + w_x x_{k-1}) + x_{k-1} (y_k + w_x x_k)\} \quad \dots (11)$$

に簡易化される。この(11)式によると、直交歪み補償係  
数 $w_x$ は、遅延検波前のIチャネル信号 $x_k$ およびQチ  
ャネル信号 $(y_k + w_x x_k)$ の積和演算結果と、Iチャネ  
ル誤差信号 $e_{k,x}$ との相互相関によって推定できること  
がわかる。

【0028】このように、補償係数推定回路では、位相  
補償回路の出力 $Z_k$ と、Iチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ とを  
用いて、(11)式の演算を行うことにより、位相補償回路◆

$$e_{k,x} = d_{k,x} - \{x_k x_{k-1} + (y_k + w_x x_k)(y_{k-1} + w_x x_{k-1})(1 + w_y)^2\} \quad \dots (7)$$

$$e_{k,y} = d_{k,y} - (x_{k-1} y_k - x_k y_{k-1})(1 + w_y) \quad \dots (12)$$

となる。

【0030】直交歪み補償係数 $w_x$ については、誤差の

★【0024】なお、 $\mu$ はステップサイズパラメータと呼  
ばれる微小係数であるが、周囲温度や経時劣化による直  
交位相誤差変動の変化速度は小さいので、A/D変換器  
の量子化雑音程度の大きさとよい。

【0025】また、同相歪み補償係数 $(1 + w_y)$ の $w$

は、

☆ $w_y$ と、Iチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ とを用いて、(8)、

(9)式の演算を行うことにより位相補償回路に与える各  
補償係数 $w_x$ 、 $1 + w_y$ の推定値を得ることができる。

【0027】② 請求項2に記載の発明の直交位相誤差  
補償原理

直交位相誤差 $\theta$ が小さい場合は、 $\cos \theta \approx 1$ であるの

で、 $w_y \approx 0$ と近似することができる。この場合には、

30 位相補償回路では、Iチャネルのサンプル値 $x_k$ はその  
まま通過させ、Qチャネルのサンプル値 $y_k$ は、 $w_x x_k$   
を加算する直交歪み補償だけを行って遅延検波器に送出  
しても、遅延検波器から正しい復調信号を得ることがで  
きる。すなわち、位相補償回路の出力 $Z_k$ を

$$Z_k = x_k + j (y_k + w_x x_k) \quad \dots (10)$$

は、

◆に与える直交歪み補償係数 $w_x$ の推定値を得ることがで  
きる。

【0029】③ 請求項3に記載の発明の直交位相誤差  
補償原理

(6)式に示す遅延検波信号 $U_k$ に対する識別信号 $D_k$ を

$$D_k = d_{k,x} + j d_{k,y}$$

とすると、Iチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ およびQチャネル  
誤差信号 $e_{k,y}$ は、

$$e_{k,x} = d_{k,x} - \{x_k x_{k-1} + (y_k + w_x x_k)(y_{k-1} + w_x x_{k-1})(1 + w_y)^2\} \quad \dots (7)$$

$$e_{k,y} = d_{k,y} - (x_{k-1} y_k - x_k y_{k-1})(1 + w_y) \quad \dots (12)$$

2乗平均を最小とするように推定するとすれば、(7)式

の瞬時誤差の2乗から $w_x$ に関する傾斜を求め、それと

反対の方向に逐次制御すればよい。すなわち、直交歪み補償係数 $w_x$ は(8)式のように求まる。

【0031】ここで、Iチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ と同相歪み補償係数 $(1+w_y)$ は無相関であるので、(8)式\*

$$w_x \leftarrow w_x + \mu e_{k,x} \{X_k (y_{k-1} + w_x x_{k-1}) (1+w_y) + X_{k-1} (y_k + w_x x_k) (1+w_y)\} \quad \dots (13)$$

となる。この(13)式によると、直交歪み補償係数 $w_x$ は遅延検波前のIチャネル信号 $x_k$ およびQチャネル信号 $(y_k + w_x x_k) (1+w_y)$ の積和演算結果と、Iチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ との相互相関によって推定できることがわかる。

【0032】次に、(6)式から明らかなように、遅延検※

$$w_y \leftarrow w_y + \mu e_{k,y} (X_{k-1} y_k - X_k y_{k-1}) \quad \dots (14)$$

として求まる。

【0033】なお、直交歪み補償の場合と同様に、Qチャネル誤差信号 $e_{k,y}$ と同相歪み補償係数 $(1+w_y)$ は★

$$w_y \leftarrow w_y + \mu e_{k,y} (X_{k-1} y_k - X_k y_{k-1}) (1+w_y) \quad \dots (15)$$

とすることができる。この(15)式によると、 $w_y$ は(6)式に示されるQチャネルの遅延検波信号 $U_{k,y}$  ( $(X_{k-1} y_k - X_k y_{k-1}) (1+w_y)$ )と、Qチャネル誤差信号 $e_{k,y}$ との相互相関によって推定ができることがわかる。この $w_y$ に、正規のゲイン1を加算することにより、同相歪み補償係数 $(1+w_y)$ を推定できる。

【0034】このように、補償係数推定回路では、位相補償回路の出力 $Z_k$ と、Qチャネルの遅延検波信号 $U_{k,y}$ と、Iチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ およびQチャネル誤差信号 $e_{k,y}$ とを用いて、(13)、(15)式の演算を行うことにより、位相補償回路に与える各補償係数 $w_x$ 、 $1+w_y$ の推定値を得ることができる。

【0035】

【実施例】図1は、請求項1に記載の発明の基本構成を示すブロック図である。本基本構成は、図12に示すベースバンド帯遅延検波回路において、A/D変換器16と4相遅延検波器20との間に位相補償回路31を配置し、Iチャネルの遅延検波信号 $U_{k,x}$ と識別信号 $D_{k,x}$ とからIチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ を出力する減算器402を備え、さらに位相補償回路31の中途出力である直交歪み補償信号 $(y_k + w_x x_k)$ と、その出力 $Z_k$  ( $x_k$ 、 $(y_k + w_x x_k) (1+w_y)$ )と、Iチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ とを入力し、直交歪み補償係数 $w_x$ および同相歪み補償係数 $(1+w_y)$ を推定して位相補償回路31に与える補償係数推定回路41を備える。

【0036】図2は、位相補償回路31の実施例構成を示すブロック図である。図において、位相補償回路31には、A/D変換器16からIチャネルおよびQチャネルのサンプル値 $x_k$ 、 $y_k$ が入力され、補償係数推定回路41から直交歪み補償係数 $w_x$ および同相歪み補償係数 $(1+w_y)$ が入力される。Iチャネルのサンプル値 $x_k$ は、2分岐してその一方がそのまま出力されるとともに、他方は乗算器205で直交歪み補償係数 $w_x$ が乗算

\*の $(1+w_y)^2$ を1または $(1+w_y)$ としても、直交歪み補償係数 $w_x$ の推定に影響はない。いま、 $(1+w_y)$ とすると、(8)式は、

※波信号 $U_k$ の同相歪みはQチャネルの所望信号を $\cos \theta$ 倍したものであるため、その同相歪み補償係数 $(1+w_y)$ の $w_y$ は、

$$\partial e_{k,y}^2 / \partial w_y = -2 e_{k,y} (X_{k-1} y_k - X_k y_{k-1}) \quad \text{より、}$$

★無相関であるので、(14)式の右辺第2項に $(1+w_y)$ を乗算しても重み係数 $w_y$ の推定に影響はない。すなわち、

される。Qチャネルのサンプル値 $y_k$ は、加算器302で乗算器205から出力される値 $w_x x_k$ と加算され、得られた直交歪み補償信号 $(y_k + w_x x_k)$ は中途出力として取り出されるとともに、乗算器206で同相歪み補償係数 $(1+w_y)$ が乗算されて出力される。

【0037】(5)式に示す演算はこのような構成により実現され、4相遅延検波器20に与えられる直交位相補償された出力 $Z_k$ は、Iチャネルが $x_k$ となり、Qチャネルが $(y_k + w_x x_k) (1+w_y)$ となる。

【0038】図3は、補償係数推定回路41の実施例構成を示すブロック図である。図において、補償係数推定回路41には、位相補償回路31から中途出力で得られる直交歪み補償信号 $(y_k + w_x x_k)$ と、位相補償回路31の出力 $Z_k$ である遅延検波前のIチャネル信号 $x_k$ およびQチャネル信号 $(y_k + w_x x_k) (1+w_y)$ と、Iチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ が入力される。

【0039】遅延検波前のIチャネル信号 $x_k$ は、乗算器207で補償係数推定回路41の出力である同相歪み補償係数 $(1+w_y)$ と乗算される。その信号をAとする。遅延器103は、信号Aを1シンボル遅延させた信号Bを出力する。遅延検波前のQチャネル信号 $(y_k + w_x x_k) (1+w_y)$ をCとする。遅延器104は、信号Cを1シンボル遅延させた信号Dを出力する。乗算器208は信号Aと信号Dの乗算を行い、乗算器209は信号Bと信号Cの乗算を行い、加算器303は各乗算結果を加算した信号 $(AD+BC)$ の積和演算を行う。乗算器210は、積和演算信号 $(AD+BC)$ とIチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ を乗算し、乗算器211は乗算器210の出力とステップサイズパラメータ $\mu$ を乗算し、加算器304および1シンボル遅延させる遅延器105は乗算器211の出力を積分する。

【0040】(8)式に示す演算は以上の構成により実現され、位相補償回路31に与えられる直交歪み補償係数



11

$w_x$  が得られる。なお、乗算器210で乗算される各信号は、少なくとも一方をその極性信号に置換することが可能であり、その場合には乗算器210は排他的論理和回路にすることができる。

【0041】直交歪み補償信号( $y_k + w_x x_k$ )は遅延器106で1シンボル遅延され、乗算器212で遅延検波前のQチャネル信号( $y_k + w_x x_k$ )( $1 + w_y$ )と乗算される。乗算器213は、乗算器212の出力とIチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ を乗算し、乗算器214は乗算器213の出力とステップサイズパラメータ $\mu$ を乗算し、加算器305および1シンボル遅延させる遅延器107は乗算器214の出力を積分する。

【0042】(9)式に示す演算は以上の構成により実現される。さらに、加算器306は、加算器305の出力に「1」を加算し、位相補償回路31および乗算器207に与える同相歪み補償係数( $1 + w_y$ )を出力する。なお、乗算器213で乗算される各信号は、少なくとも一方をその極性信号に置換することが可能であり、その場合には乗算器213は排他的論理和回路にすることができる。

【0043】また、遅延検波前のQチャネル信号は、直交歪み補償信号( $y_k + w_x x_k$ )と、同相歪み補償係数( $1 + w_y$ )との乗算により得ることができる。その場合には、補償係数推定回路41の入力信号は、位相補償回路31から中途出力で得られる直交歪み補償信号( $y_k + w_x x_k$ )と、位相補償回路31の出力 $Z_k$ のうちIチャネル信号 $x_k$ と、Iチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ となる。その実施例構成を図4に示す。乗算器215は、直交歪み補償信号( $y_k + w_x x_k$ )と、同相歪み補償係数( $1 + w_y$ )を乗算し、その結果を乗算器212に与えるとともに、信号Cとして遅延器104および乗算器209に与える。

【0044】図5は、請求項2に記載の発明の基本構成を示すブロック図である。本基本構成は、図12に示すベースバンド帯遅延検波回路において、A/D変換器16と4相遅延検波器20との間に位相補償回路32を配置し、Iチャネルの遅延検波信号 $U_{k,x}$ と識別信号 $D_{k,x}$ とからIチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ を出力する減算器402を備え、さらに位相補償回路32の出力 $Z_k$ ( $x_k$ , ( $y_k + w_x x_k$ ))と、Iチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ とを入力し、直交歪み補償係数 $w_x$ を推定して位相補償回路32に与える補償係数推定回路42を備える。

【0045】図6は、位相補償回路32の実施例構成を示すブロック図である。図において、位相補償回路32には、A/D変換器16からIチャネルおよびQチャネルのサンプル値 $x_k$ ,  $y_k$ が入力され、補償係数推定回路42から直交歪み補償係数 $w_x$ が入力される。Iチャネルのサンプル値 $x_k$ は、2分岐してその一方がそのまま出力されるとともに、他方は乗算器216で直交歪み補償係数 $w_x$ が乗算される。Qチャネルのサンプル値 $y$

12

$k$ は、加算器307で乗算器216から出力される値 $w_x x_k$ と加算されて出力される。

【0046】(10)式に示す演算はこのような構成により実現され、4相遅延検波器20に与えられる直交位相補償された出力 $Z_k$ は、Iチャネルが $x_k$ となり、Qチャネルが( $y_k + w_x x_k$ )となる。

【0047】図7は、補償係数推定回路42の実施例構成を示すブロック図である。図において、補償係数推定回路42には、位相補償回路32の出力 $Z_k$ である遅延検波前のIチャネル信号 $x_k$ およびQチャネル信号( $y_k + w_x x_k$ )と、Iチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ が入力される。

【0048】遅延検波前のIチャネル信号 $x_k$ をAとする。遅延器108は、信号Aを1シンボル遅延させた信号Bを出力する。遅延検波前のQチャネル信号( $y_k + w_x x_k$ )をCとする。遅延器109は、信号Cを1シンボル遅延させた信号Dを出力する。乗算器217は信号Aと信号Dの乗算を行い、乗算器218は信号Bと信号Cの乗算を行い、加算器308は各乗算結果を加算した信号( $AD + BC$ )の積和演算を行う。乗算器219は、積和演算信号( $AD + BC$ )とIチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ を乗算し、乗算器220は乗算器219の出力とステップサイズパラメータ $\mu$ を乗算し、加算器309および1シンボル遅延させる遅延器110は乗算器220の出力を積分する。

【0049】(11)式に示す演算は以上の構成により実現され、位相補償回路32に与えられる直交歪み補償係数 $w_x$ が得られる。なお、乗算器219で乗算される各信号は、少なくとも一方をその極性信号に置換することが可能であり、その場合には乗算器219は排他的論理和回路にすることができる。

【0050】図8は、請求項3に記載の発明の基本構成を示すブロック図である。本基本構成は、図12に示すベースバンド帯遅延検波回路において、A/D変換器16と4相遅延検波器20との間に位相補償回路33を配置し、Iチャネルの遅延検波信号 $U_{k,x}$ と識別信号 $D_{k,x}$ とからIチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ を出力する減算器402と、Qチャネルの遅延検波信号 $U_{k,y}$ と識別信号 $D_{k,y}$ とからQチャネル誤差信号 $e_{k,y}$ を出力する減算器403を備え、さらに位相補償回路33の出力 $Z_k$ ( $x_k$ , ( $y_k + w_x x_k$ )( $1 + w_y$ ))と、Qチャネルの遅延検波信号 $U_{k,y}$ と、Iチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ およびQチャネル誤差信号 $e_{k,y}$ とを入力し、直交歪み補償係数 $w_x$ および同相歪み補償係数( $1 + w_y$ )を推定して位相補償回路33に与える補償係数推定回路43を備える。

【0051】図9は、位相補償回路33の実施例構成を示すブロック図である。図において、位相補償回路33には、A/D変換器16からIチャネルおよびQチャネルのサンプル値 $x_k$ ,  $y_k$ が入力され、補償係数推定回路43から直交歪み補償係数 $w_x$ および同相歪み補償係

13

数 $(1+w_y)$ が入力される。Iチャネルのサンプル値 $x_k$ は、2分岐してその一方がそのまま出力されるとともに、他方は乗算器221で直交歪み補償係数 $w_x$ が乗算される。Qチャネルのサンプル値 $y_k$ は、加算器310で乗算器221から出力される値 $w_x x_k$ と加算され、さらに乗算器222で同相歪み補償係数 $(1+w_y)$ が乗算されて出力される。

【0052】(5)式に示す演算はこのような構成により実現され、4相遅延検波器20に与えられる直交位相補償された出力 $Z_k$ は、Iチャネルが $x_k$ となり、Qチャネルが $(y_k + w_x x_k)(1 + w_y)$ となる。

【0053】図10は、補償係数推定回路43の実施例構成を示すブロック図である。図において、補償係数推定回路43には、位相補償回路33の出力 $Z_k$ である遅延検波前のIチャネル信号 $x_k$ およびQチャネル信号 $(y_k + w_x x_k)(1 + w_y)$ と、Qチャネルの遅延検波信号 $U_{k,y}$ と、Iチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ およびQチャネル誤差信号 $e_{k,y}$ が入力される。

【0054】遅延検波前のIチャネル信号 $x_k$ をAとする。遅延器111は、信号Aを1シンボル遅延させた信号Bを出力する。遅延検波前のQチャネル信号 $(y_k + w_x x_k)(1 + w_y)$ をCとする。遅延器112は、信号Cを1シンボル遅延させた信号Dを出力する。乗算器223は信号Aと信号Dの乗算を行い、乗算器224は信号Bと信号Cの乗算を行い、加算器311は各乗算結果を加算した信号 $(AD + BC)$ の積和演算を行う。乗算器225は、積和演算信号 $(AD + BC)$ とIチャネル誤差信号 $e_{k,x}$ を乗算し、乗算器226は乗算器225の出力とステップサイズパラメータ $\mu$ を乗算し、加算器312および1シンボル遅延させる遅延器113は乗算器226の出力を積分する。

【0055】(13)式に示す演算は以上の構成により実現され、位相補償回路33に与えられる直交歪み補償係数 $w_x$ が得られる。なお、乗算器225で乗算される各信号は、少なくとも一方をその極性信号に置換することが可能であり、その場合には乗算器225は排他的論理和回路にすることができる。

【0056】乗算器227はQチャネルの遅延検波信号 $U_{k,y}$ とQチャネル誤差信号 $e_{k,y}$ を乗算し、乗算器228は乗算器227の出力とステップサイズパラメータ $\mu$ を乗算し、加算器313および1シンボル遅延させる遅延器114は乗算器228の出力を積分する。

【0057】(15)式に示す演算は以上の構成により実現される。さらに、加算器314は、加算器313の出力に「1」を加算し、位相補償回路33に与える同相歪み補償係数 $(1 + w_y)$ を出力する。なお、乗算器227で乗算される各信号は、少なくとも一方をその極性信号に置換することが可能であり、その場合には乗算器227は排他的論理和回路にすることができる。

【0058】

14

【発明の効果】以上説明したように、本発明の直交位相誤差補償回路は、ベースバンド帯遅延検波回路において直交位相誤差に起因する非線形歪を適応的に補償することができる。図15(c)は、直交位相誤差 $\theta = 10^\circ$ の場合に、本発明の直交位相誤差補償回路を用いたときの遅延検波信号 $U_k(u_{kx}, u_{ky})$ であるが、正しい復調信号が得られていることがわかる。

【0059】したがって、移動通信その他屋外で使用される携帯無線端末のように周囲温度等の使用環境が厳しく、直交位相検波器の $\pi/2$ 移相器の直交性の劣化によって直交位相誤差の発生が避けられない状況でも、本発明の直交位相誤差補償回路を用いることにより劣化のない復調信号を得ることができる。

【0060】また、本発明の直交位相誤差補償回路では、すべてデジタル信号処理が可能であるので、安定した動作を確保することができる。

【図面の簡単な説明】

【図1】請求項1に記載の発明の基本構成を示すブロック図。

【図2】位相補償回路31の実施例構成を示すブロック図。

【図3】補償係数推定回路41の実施例構成を示すブロック図。

【図4】補償係数推定回路41の他の実施例構成を示すブロック図。

【図5】請求項2に記載の発明の基本構成を示すブロック図。

【図6】位相補償回路32の実施例構成を示すブロック図。

【図7】補償係数推定回路42の実施例構成を示すブロック図。

【図8】請求項3に記載の発明の基本構成を示すブロック図。

【図9】位相補償回路33の実施例構成を示すブロック図。

【図10】補償係数推定回路43の実施例構成を示すブロック図。

【図11】線形復調器およびその直交位相誤差補償回路の構成を示すブロック図。

【図12】 $\pi/4$ -QPSK信号の復調を行うベースバンド帯遅延検波回路の構成を示すブロック図。

【図13】4相遅延検波器20の構成を示すブロック図。

【図14】直交位相誤差がない場合の $\pi/4$ -QPSK復調信号の信号空間ダイアグラムであり、(a)はA/D変換器出力、(b)は遅延検波器出力を示す。

【図15】直交位相誤差が存在する場合の $\pi/4$ -QPSK復調信号の信号空間ダイアグラムであり、(a)はA/D変換器出力、(b)は遅延検波器出力、(c)は本発明による直交位相誤差補償を行った場合の遅延検波器出力を

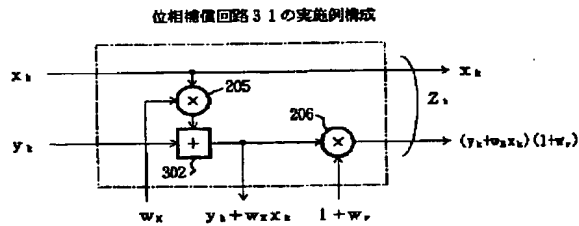
15

示す。

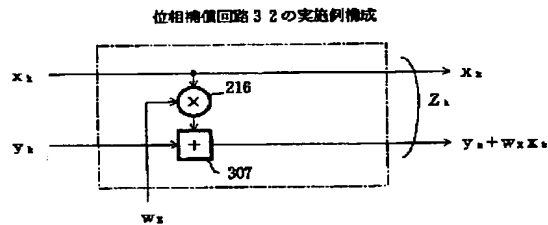
## 【符号の説明】

- 11 直交位相検波器
- 12 局部発振器
- 13  $\pi/2$  移相器
- 14 低域フィルタ (LPF)
- 15 増幅器
- 16 A/D変換器
- 17 排他的論理和回路
- 18 加算器

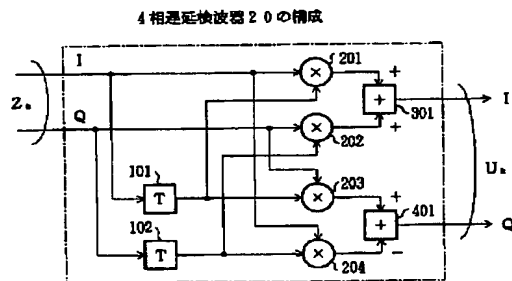
【図2】



【図6】



【図13】

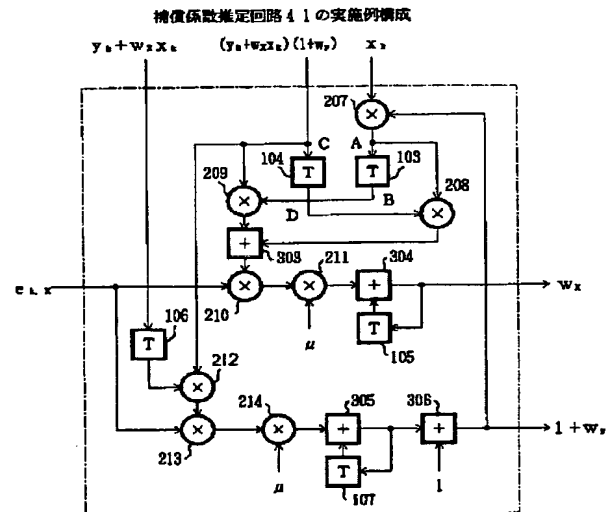


16

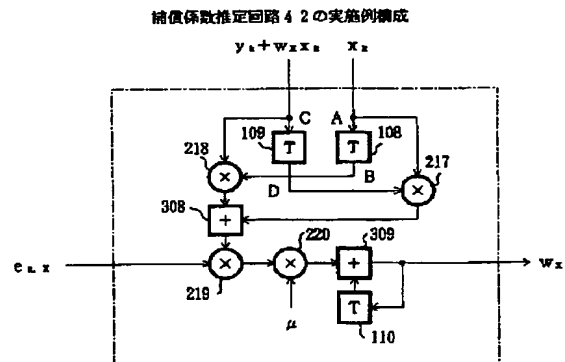
- 19 低域フィルタ (LPF)
- 20 4相遅延検波器
- 21 識別器
- 31~33 位相補償回路
- 41~43 補償係数推定回路
- 101~114 遅延器
- 201~228 乗算器
- 301~314 加算器
- 401~403 減算器

10

【図3】

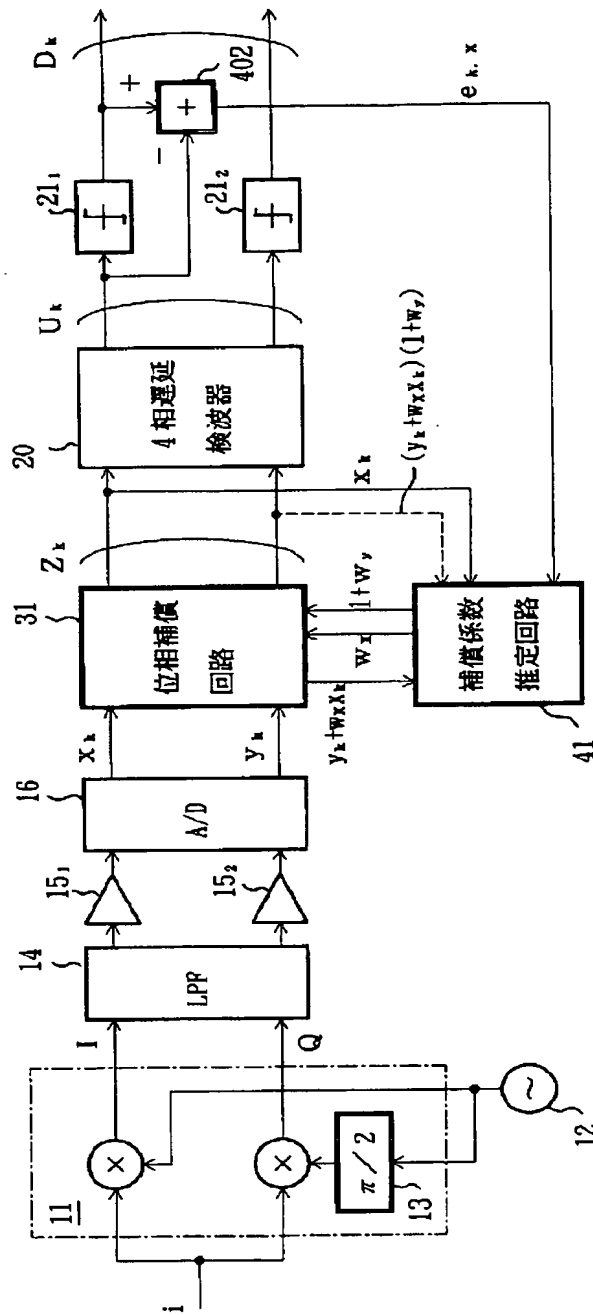


【図7】



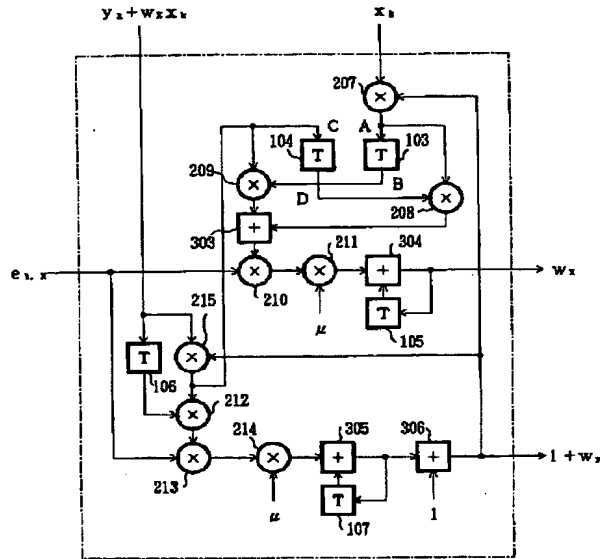
【図1】

請求項1に記載の発明の基本構成



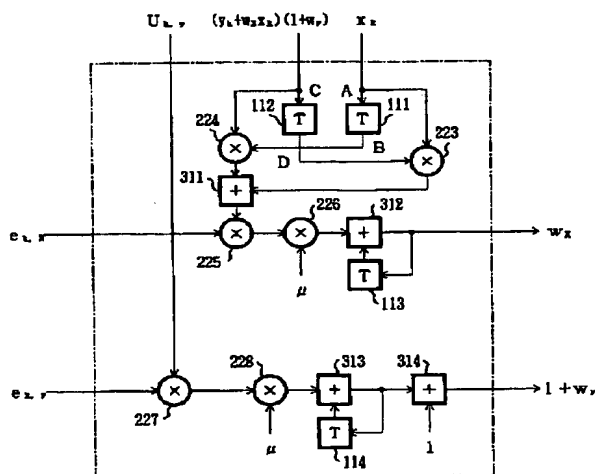
【図4】

補償係数推定回路41の他の実施例構成



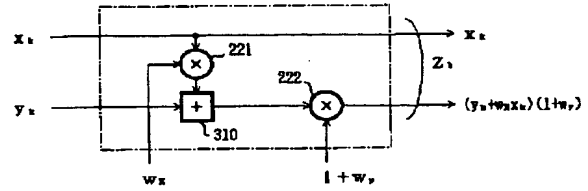
【図10】

補償係数推定回路43の実施例構成



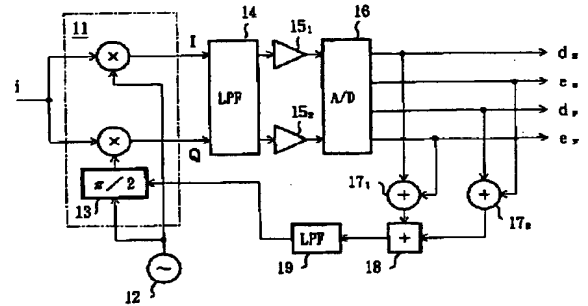
【図9】

位相補償回路33の実施例構成



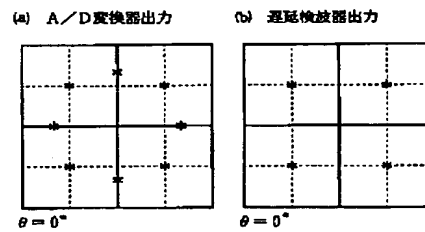
【図11】

線形復調器およびその直交位相誤差補償回路の構成



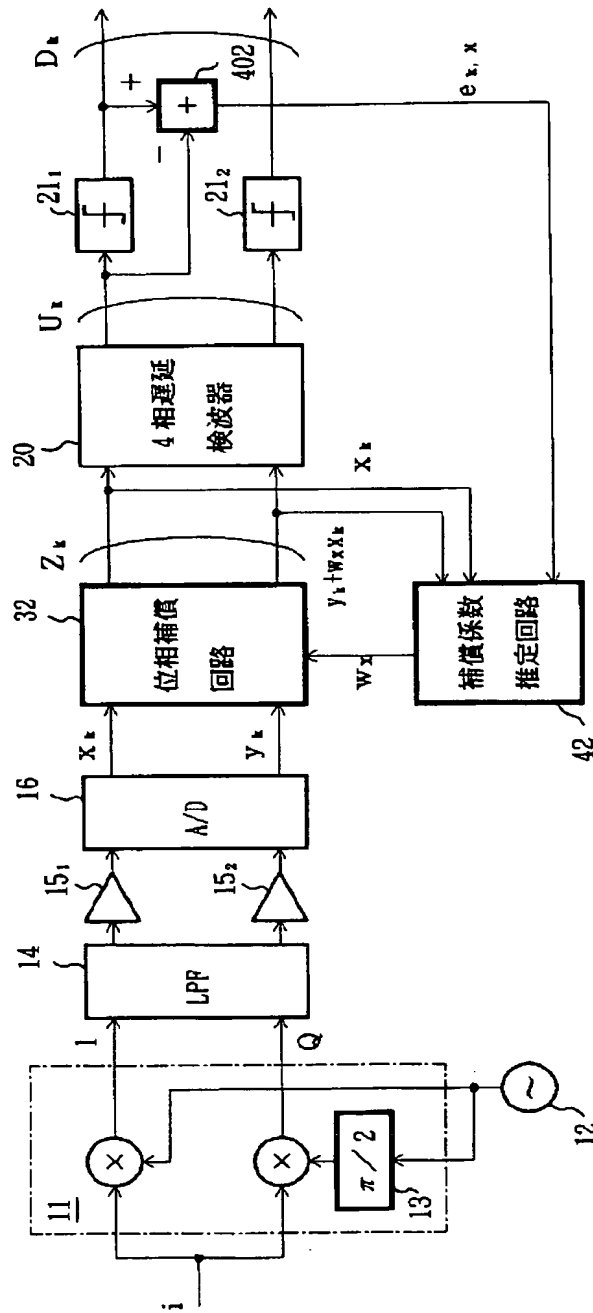
【図14】

直交位相誤差がない場合の \$\pi/4\$ QPSK復調信号



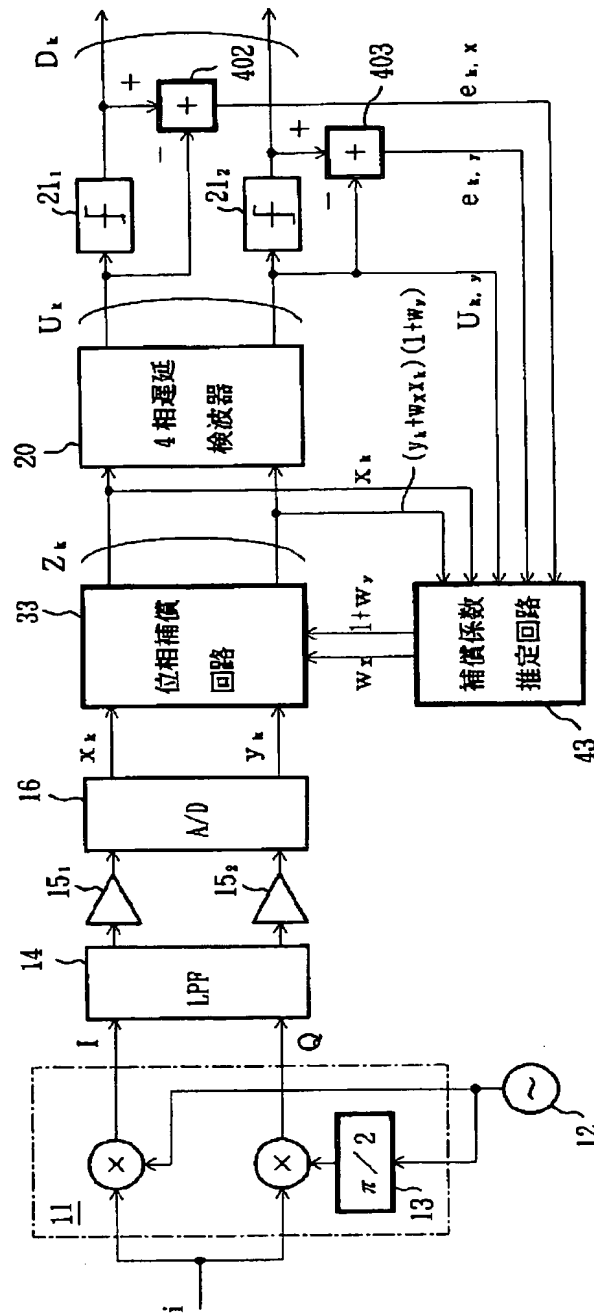
【図 5】

請求項 2 に記載の発明の基本構成



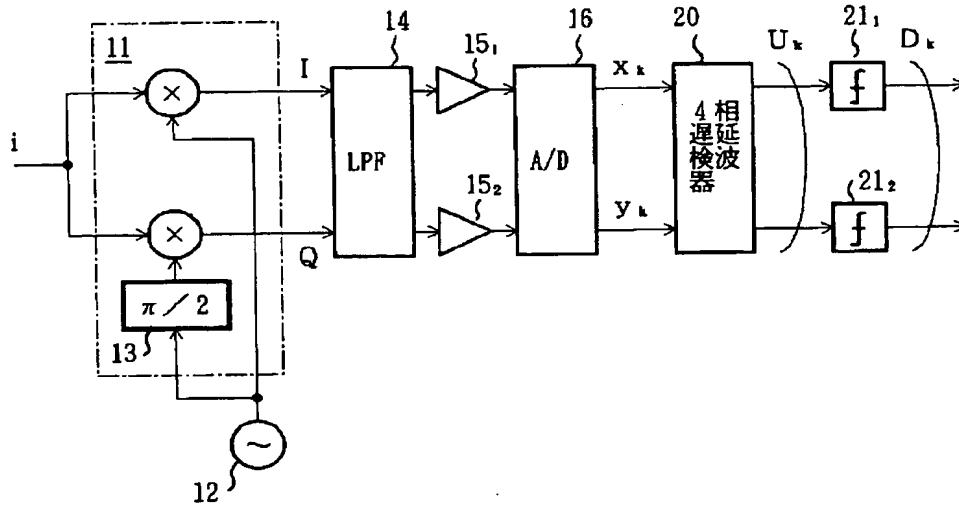
【図8】

請求項3に記載の発明の基本構成



【図12】

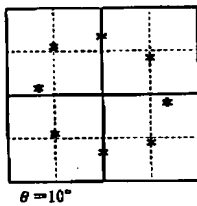
$\pi/4$ -QPSK信号の復調を行うベースバンド帯遅延検波回路の構成



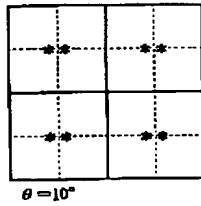
【図15】

直交位相誤差が存在する場合の $\pi/4$ -QPSK復調信号

(a) A/D変換器出力



(b) 遅延検波器出力 (直交位相誤差補償なし)



(c) 遅延検波器出力 (直交位相誤差補償あり)

